

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-153551

(P2003-153551A)

(43) 公開日 平成15年5月23日 (2003.5.23)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 2 M 7/48
3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 7/48
3/28

テーマコード* (参考)

P 5 H 0 0 7
W 5 H 7 3 0

審査請求 有 請求項の数31 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2002-117312(P2002-117312)

(22) 出願日 平成14年4月19日 (2002.4.19)

(31) 優先権主張番号 0 9 0 1 2 7 9 0 2

(32) 優先日 平成13年11月9日 (2001.11.9)

(33) 優先権主張国 台湾 (TW)

(71) 出願人 501209704

アンビット マイクロシステムズ コーポ
レーション

台湾 シンチュ サイエンス ベースド
インダストリアル パーク シンアンロー
ド 5 F-1

(72) 発明者 江 怡詔

台湾新竹市科学工業園区新安路5号5樓之
1 アンビット マイクロシステムズ コ
ーポレーション内

(74) 代理人 100076255

弁理士 古澤 俊明

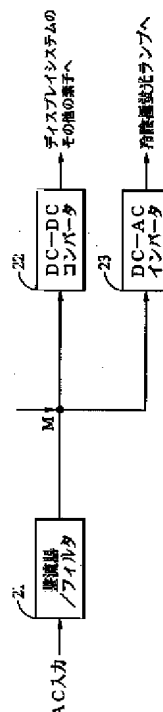
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置とそれが用いるインバータ

(57) 【要約】

【課題】整流器／フィルタ、DC-DCコンバータ、DC-ACインバータを直接統合することができ、体積を減少させ、電源効率を向上することができる電源装置とそれが用いるインバータを提供する。

【解決手段】電源装置は、整流器／フィルタ、DC-DCコンバータ、DC-ACインバータ、からなる。整流器／フィルタはAC電源に接続され、入力したAC電圧をDC電圧に変換するのに用いられる。DC-DCコンバータ、DC-ACインバータは並列され、一端は共に整流器／フィルタの出力端に接続され、もう一端は、システムが必要とする電源をそれぞれ出力する。DC-DCコンバータは変換したDC電圧を低圧のDC電圧まで減少して、ランプ以外の全ての回路に提供し、DC-ACインバータは変換したDC電圧を高いAC電圧に変換して出力し、ランプを駆動する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ランプを備えたシステムの電源であって、
外部のAC電源に接続して、入力した前記AC電圧をDC電圧に変換する入力端と、前記DC電圧を出力する出力端と、を具備する整流器／フィルタと、
前記整流器／フィルタの前記出力端に接続され、前記DC電圧を下げ、定格DC電圧に変換して出力し、前記ランプ以外のシステムに供給するDC-DCコンバータと、
前記整流器／フィルタの前記出力端に接続され、前記DC電圧をAC電圧に変換して出力し、ランプに提供するDC-ACインバータ、とからなることを特徴とするシステムの電源装置。

【請求項2】 前記システムはLCDモニタであることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項3】 前記システムはPCであることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項4】 前記システムはポータブルコンピュータであることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項5】 前記外部AC電源の前記電圧幅は約90～270の範囲であることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項6】 前記DC-ACインバータは、
コモン出力端と制御入力端とを具備する2つのスイッチと、
前記2つのスイッチの前記制御入力端に電氣的に接続されて、前記2つのスイッチを交互に切り替える駆動回路と、
前記2つのスイッチの前記コモン出力端に電氣的に接続された一次側と、前記ランプに電氣的に接続された二次側とを具備するトランスと、
前記ランプに電氣的に接続され、前記ランプを流れる電流値を検出すると共にフィードバック信号を出力するサンプリング回路と、
前記サンプリング回路及び前記駆動回路に電氣的に接続されて、前記フィードバック信号に従って、前記駆動回路を制御する変調制御回路と、
入力端を備え、前記入力端での電圧の振幅に従って、制御信号を出力する電圧検出回路と、
前記電圧検出回路及びトランスに電氣的に接続され、前記制御信号に従って等価インピーダンスを調整するインピーダンス調整回路と、を更に具備することを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項7】 前記電圧検出回路の前記入力端は前記整流器／フィルタの前記出力端に電氣的に接続することを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項8】 前記電圧検出回路の前記入力端は前記外部AC電源に電氣的に接続することを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項9】 前記トランスはステップアップトランスであることを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項10】 前記インバータの前記動作周波数は約40KHz～80KHzの範囲内であることを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項11】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記一次側に電氣的に接続されることを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項12】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記二次側に電氣的に接続されることを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項13】 前記変調制御回路はパルス幅変調制御回路で、前記フィードバック信号に従って前記駆動回路の導通期間を制御することを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項14】 前記変調制御回路は周波数変調制御回路で、前記フィードバック信号に従って前記駆動回路のスイッチング周波数を制御することを特徴とする請求項6記載の電源装置。

【請求項15】 放電ランプを駆動するインバータであって、
2つの分離した各制御入力端とコモン出力端とを具備する2つのスイッチと、
前記スイッチの2つの制御入力端に電氣的に接続されて、前記2つのスイッチを交互に切り替える駆動回路と、
前記スイッチの前記コモン出力端に電氣的に接続された一次側と、前記ランプに電氣的に接続される二次側とを具備するトランスと、
前記ランプに電氣的に接続され、前記ランプを流れる電流値を検出すると共にフィードバック信号を出力するサンプリング回路と、
前記サンプリング回路及び前記駆動回路に電氣的に接続されて、前記フィードバック信号に従って、前記駆動回路を制御する変調制御回路と、
入力端を備え、前記入力端での電圧の振幅に従って、制御信号を出力する電圧検出回路と、
前記電圧検出回路及びトランスに電氣的に接続され、前記制御信号に従って等価インピーダンスを調整するインピーダンス調整回路と、からなることを特徴とするインバータ。

【請求項16】 前記トランスはステップアップトランスであることを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項17】 前記インバータの前記動作周波数は約40KHz～80KHzの範囲であることを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項18】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記一次側に電氣的に接続することを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項19】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記二次側に電氣的に接続することを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項20】 前記スイッチはMOS-FETであることを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項21】 前記インピーダンス調整回路は前記電圧検出回路に電氣的に接続されている制御入力端を有する制御スイッチを備え、前記制御信号に従って、前記制御スイッチの状態のON/OFFを制御することにより、前記インピーダンス調整回路の等価インピーダンス値を調整することを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項22】 前記変調制御回路は周波数変調制御回路であって、前記フィードバック信号に従って前記駆動回路の導通期間を制御することを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項23】 前記変調制御回路は周波数変調制御回路であって、前記フィードバック信号に従って、前記駆動回路の前記スイッチング周波数を制御することを特徴とする請求項15記載のインバータ。

【請求項24】 放電ランプを駆動するインバータであって、
制御入力端とコモン出力端とを具備する2つのスイッチトランジスタと、
前記2つのスイッチトランジスタの制御入力端に電氣的に接続され、前記2つのスイッチトランジスタを交互に切り替える駆動回路と、
前記スイッチトランジスタの前記コモン出力端に電氣的に接続された一次側と、前記ランプに電氣的に接続された二次側と、を具備するトランスと、
前記ランプに電氣的に接続され、前記ランプを流れる電流値を検出すると共にフィードバック信号を出力するサンプリング回路と、
前記サンプリング回路及び前記駆動回路に電氣的に接続されて、前記フィードバック信号に従って、前記駆動回路を制御する変調制御回路と、
入力端を備え、前記入力端での電圧の振幅に従って、制御信号を出力する電圧検出回路と、
前記電圧検出回路及びトランスに電氣的に接続され、前記制御信号に従って等価インピーダンスを調整するインピーダンス調整回路と、からなることを特徴とするインバータ。

【請求項25】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記一次側に電氣的に接続されることを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項26】 前記インピーダンス調整回路は前記トランスの前記二次側に電氣的に接続されることを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項27】 前記インピーダンス調整回路は並列に接続された第1キャパシタ及び第2キャパシタを備え、

前記第1及び第2キャパシタの交差点は前記トランスの一次側に電氣的に接続し、前記第2キャパシタは前記制御スイッチに直列接続することを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項28】 前記インピーダンス調整回路は直列に接続された第1インダクタ及び第2インダクタを備え、前記第1インダクタの一端は前記トランスの一次側に電氣的に接続し、前記第2インダクタは前記制御スイッチに並列に接続されることを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項29】 前記電圧検出回路はヒステリシス回路を更に備え、前記制御スイッチのスイッチングしきい値を制御することを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項30】 前記インピーダンス調整回路はインダクタを備え、一端は前記トランスの一次側に電氣的に接続し、もう一端は前記制御スイッチと直列に接続されることを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【請求項31】 前記インピーダンス調整回路の前記制御スイッチは前記トランスの一次側でコイルに接続され、前記一次側のコイル数を変更することにより、前記等価インピーダンス値を変化させることを特徴とする請求項24記載のインバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電源装置に関するものであって、特に、複数種類の入力電圧に適用する構造に関するもので、整流器／フィルタ回路とコンバータ回路とをインバータに統合し、装置の体積の減少と電力の利用効率の向上を達成する。

【0002】

【従来の技術】家庭用電源は一般的に90～132Vac或いは180～264Vacの範囲である。しかし、現在のLCDモニタにおいて、低電圧のDC電源をディスプレイに供給する一般の回路以外は、画像信号を制御する回路等は、高電圧の交流電源を照明の放電ランプに提供する必要がある。例えば、モノランプノートブックは、7～21Vdcの電源が必要である。マルチランプのLCDモニタにおいて、12又は15Vdcの定電圧を回路に供給する必要がある。同時に、約1000Vacの交流電源が必要で、光源の冷陰極蛍光ランプを駆動する。よって、図8で示されるように、従来の電源装置は、ソケットから入力されたAC電源が通過する整流器／フィルタ11、フライバックコンバータ12、DC-ACインバータ13及びバックレギュレータ14を備えて、必要なAC電源をランプ及びAC電源を必要とするディスプレイシステムのその他の素子に供給する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】上述の従来の電源装置はACとDCを多くの段階に変換しなければならない

め、不便で非効率である。電源製品では、整流器／フィルタ11とフライバックコンバータ12が組み合わされて本体とは別体のアダプタ10を形成し、コネクタとケーブル（図示しない）により、本体に接続される。これにより、電源効率は70%ほどにとどまり、製造コストが高くなるばかりでなく、装置の体積も増大するという問題点があった。本発明は別体のアダプタが不要の電源装置を提供し、体積の減少と電力の利用効率の向上を達成することを目的とする。

【0004】

【課題を解決するための手段】本発明の電源装置は電源をランプを含むシステムに供給するのに用いられ、整流器／フィルタ、DC-DCコンバータ、DC-ACインバータからなる。整流器／フィルタはAC電源に接続され、入力したAC電圧をDC電圧に変換するのに用いられる。DC-DCコンバータ及びDC-ACインバータは並列に接続され、一端は共に整流器／フィルタの出力端に接続され、他端は、システムが必要とする電源をそれぞれ出力する。DC-DCコンバータは変換したDC電圧を低圧のDC電圧まで降圧してランプ以外の全ての回路に供給し、DC-ACインバータは変換したDC電圧を高いAC電圧に昇圧して出力し、ランプを駆動する。これにより、本発明の電源装置は、整流器／フィルタ、DC-DCコンバータ、DC-ACインバータを直接結合することができ、電源の利用効率を向上することができる。また、低定格出力の素子を選択する事ができ、単一の回路板に製作することができるので、体積を減少させ、素子と組み立てのコストを抑制する。

【0005】本発明は放電ランプを駆動するインバータを提供することをもう一つの目的とし、2つのスイッチ、2つのスイッチを駆動して交互に切り替える駆動回路、トランス、ランプの電流値を得てフィードバック信号を出力するサンプリング回路、フィードバック信号に従って駆動回路の導通期間を制御するパルス幅変調制御回路、入力したインバータのDC電圧の大きさに従って制御信号を出力する電圧検出回路、制御信号に従って等価抵抗値を調整するインピーダンス調整回路からなる。本発明のインバータは入力する電圧が高い時、インピーダンス調整回路の調整により、周波数-インピーダンス特性を変化させる。インバータの動作周波数が入力電圧の昇高によって大幅に変動しない。これにより、高周波数操作の間、ランプの使用寿命を延ばし、ワイヤ上の表皮効果による温度上昇問題を解決することにより変換損失を減少させる。

【0006】電源装置は、電源をランプを含むシステムに供給するのに用いられ、整流器／フィルタ、DC-DCコンバータ、DC-ACインバータからなる。整流器／フィルタはAC電源に接続され、入力したAC電圧をDC電圧に変換するのに用いられる。DC-DCコンバータ、DC-ACインバータは並列に接続され、一端は

共に整流器／フィルタの出力端に接続され、他端は、システムが必要とする電源をそれぞれ出力する。DC-DCコンバータは変換したDC電圧を低圧のDC電圧まで降圧してランプ以外の全ての回路に提供し、DC-ACインバータは変換したDC電圧を高いAC電圧に昇圧して出力し、ランプを駆動する。

【0007】

【発明の実施の形態】上述した本発明の目的、特徴、及び長所をより一層明瞭にするため、以下に本発明の好適な実施の形態を挙げ、図を参照しながらさらに詳しく説明する。以下で説明される類似の機能をもった構成要素は同一の符号で示される。図1は本発明の電源装置を示す。図1において、電源供給器は、整流器／フィルタ21、DC-DCコンバータ22、DC-ACインバータ23とからなる。図1で示されるように、整流器／フィルタ21は交流AC電源に接続された入力端を備え、入力した交流電圧（一般には、家庭電源は90～132Vac又は180～264Vac）を直流DC電圧に変換して出力する（例えば、ノードMでの電圧は、120～190Vdc或いは250～380Vdc）。一般の3段階電源装置とは別に、DC-DCコンバータ22とDC-ACインバータ23は、整流器／フィルタの出力端に並列に接続され、入力したAC電圧から好適な出力電圧まで段階数を減少させ、電力の利用効率を80%まで引き上げる。

【0008】本発明の構成による電力の利用効率は、従来のものより約10%高い。このような構成において、DC-DCコンバータ22は整流器／フィルタ21により変換されたDC電圧出力を低いDC電圧に降圧し、ランプ以外の全ての回路に電源を供給する。DC-ACインバータ23はDC電圧出力を高いAC電圧出力に昇圧して、ランプを駆動する。例えば、コンバータ22は12Vdc又は5VdcをLCDの回路、PCにも供給する。その上、インバータ23は1000Vac以上の冷陰極蛍光ランプにAC駆動電圧を供給する。

【0009】つぎにインバータ23について詳述する。図2は図1のインバータ23を示す図である。ランプ37を駆動するのに適用されるインバータ23は、スイッチ33（第1スイッチM1と第2スイッチM2とからなる）と、上方駆動回路（HSD）31と、下方駆動回路（LSD）32と、トランスT3と、インピーダンス調整回路34と、電圧検出回路36と、サンプリング回路38と、パルス幅変調制御回路30からなる。図2で示されるように、HSD31とLSD32はそれぞれ、第1スイッチM1と第2スイッチM2の制御入力端に接続され、2つのスイッチM1とM2は駆動周波数により、交互に操作するように駆動する。これにより、入力端VinからのDC電圧（図1のノードMにフィードバックするDC電圧）は、スイッチM1とM2間の切り換えにより、矩形波ACはトランスT3の一次側にフィードバ

ックする。トランスT3の昇圧とろ波により、トランスT3の二次側に接続されたランプ37を駆動するため、1000V以上の正弦波ACを出力する。

【0010】サンプリング回路38はランプ37の終端に接続され、ランプ37を通過する電流を検出すると共に、フィードバック信号をパルス幅変調制御回路30に出力する。パルス幅変調制御回路30は、フィードバック信号に従って、HSD31とLSD32の導通期間を制御して、ランプ37の明るさを調節する。インピーダンス調整回路34はトランスT3の一次側と電圧検出回路36との間に接続される。電圧検出回路36は入力したインバータ23のDC電圧 V_{in} と所定の基準電圧 V_{ref} とを比較して、比較結果を元にインピーダンス調整回路34のインピーダンススイッチを制御する。即ち、インピーダンス調整回路34のインピーダンス値を変化させ、トランスT3の一次側で観測された等価インピーダンス値を変化させる。図2のパルス幅変調制御回路30も、例えば、周波数変調制御回路により代替することができ、フィードバック信号に従って、HSD31とLSD32のスイッチング周波数を制御し、ランプ37の明るさを調整する。

【0011】図3は図2のインピーダンス調整回路34のインピーダンススイッチを示す2つのインピーダンス-周波数特性を表す特性曲線図である。図3で示されるように、図1の電源装置は90～132Vacの入力 V_{in} を備え、入力 V_{in} から変換されたDC電圧120～190Vdcが、電圧検出回路36により検出される。この時点で、インピーダンス調整回路34は制御されて、インバータ23はインピーダンスZ1で操作される。従って、作業周波数は f_1 と f_3 の範囲内で、 f_1 は120Vdc入力電圧に対応し、 f_3 は190Vdc入力電圧に対応する。図1で示される電源装置が180～264Vacの入力電力 V_{in} を入力される時、入力 V_{in} から変換されるDC電圧250～380Vdcは電圧検出回路36により検出される。この時点で、インピーダンス調整回路34は制御されて、インバータ23はインピーダンスZ2で操作する。従って、作業周波数は f_2 と f_4 の範囲内で、 f_2 は250Vdc入力電圧に対応し、 f_4 は380Vdc入力電圧に対応する。よって、本発明の操作は、 f_1 と f_4 の範囲内であり、実際の幅は、約50KHzと65KHzの間である。

【0012】これに反して、従来のインバータは電圧検出回路36とインピーダンス調整回路34が提供されず、インピーダンススイッチング機能がない。そのような場合、電源装置は180～264Vacの入力電力 V_{in} が入力される時、動作周波数は f_5 と f_6 との間で、 f_5 は250Vdcの入力電圧に対応し、 f_6 は380Vdcの入力電圧に対応する。従って、明らかに、入力電圧が高い時、インバータは高周波数(80KHz)で操作し、動作周波数の範囲が大きくなり、表皮効

果が生じやすくなる。この問題は、本発明のインバータの使用により解決することができ、入力電圧が高い時、インピーダンス-周波数曲線をZ1～Z2に変換することができる。比較的低い動作周波数において操作し、効果的に表皮効果を減少させる。

【0013】この他、周波数の変化の幅が狭いことにより、ランプの寿命を引き伸ばす。更に、スイッチ33のスイッチング周波数が低いので、回路全体は温度が下降し、電力消費を減少させ、電力の利用効率を向上する。上述の入力電圧幅120～380Vdcは説明のために用いたものであって、これに限定するわけではない。周知の従来技術から、入力電圧幅を必要に応じて変化させることができる。この他、電圧検出回路36は適当に変更して、図1で示される外部AC入力電圧を検出すると共に、制御信号をインピーダンス調整回路34に出力する。

【0014】図4は本発明による図2の実施例の回路図である。図4において、パルス幅変調制御回路30は周知の従来技術により配置することができる。図4で示されるように、パルス幅変調制御回路30からの信号PWM2の駆動能力を向上させるため、HSD31にスイッチQ14とQ18が配置され、これらのスイッチQ14とQ18が交互に切り替わって方形波が出力される。この方形波信号は、キャパシタC56と隔離駆動トランスT4を通過した後、駆動信号をスイッチM1に供給する。スイッチQ13、抵抗R44、抵抗R77、抵抗R88及びキャパシタC8を具備する回路により、駆動信号により駆動されるスイッチM1のスイッチ速度を加速することができる。同様に、LSD32のスイッチQ19、抵抗R95及びダイオードD3は、スイッチM2のスイッチングを加速することができる。スイッチ33は、第1、第2スイッチM1、M2を備え、それぞれHSD31とLSD32により駆動される。スイッチM1及びM2は、動作周波数により交互に切り換わって、入力DC電圧 V_{in} を方形波信号に変換する。方形波信号はトランスT3の一次側に入力されて昇圧されると共に、ろ過され、正弦波となって出力されてトランスT3の二次側に接続されたランプ37を駆動する。

【0015】キャパシタC35はトランスT3の二次側に並列に接続され、共振曲線を調整する。その他、キャパシタC67はランプ37の終端に直列に接続され、LCDパネルの特徴がランプに与える影響を減少させる。フィードバック回路38はランプ37のもう一端に接続される。フィードバック回路38は、一対のダイオードD5、D8とを具備し、AC信号をろ過して正の正弦波だけの信号を形成し、サンプリング抵抗R100はランプ37を通過する電流値をサンプリングすると共に電圧フィードバック信号FBに変換して、パルス幅変調制御回路30に出力する。パルス幅変調制御回路30はフィードバック信号FBに従って、信号PWM2とPWM1

を出力し、HSD31とLSD32の導通期間を制御する。これにより、ランプの明るさを調節する。電圧検出回路36は2つの入力端を備え、一つはインバータの入力電圧 V_{in} 、もう一つは所定の基準電圧 V_{ref} に用いられる。

【0016】電圧検出回路36は、主に、比較器OPを備え、電圧 V_{in} は比較器OPの非反転入力端にフィードバックされ、基準電圧 V_{ref} は反転入力端にフィードバックされる。インピーダンス調整回路34は主に、並列に接続された第1比較器としての第1キャパシタC97と第2比較器としての第2キャパシタC52とを備え、キャパシタC97とC52の接続点はトランスT3の一次側に接続されると共に、第2キャパシタC52は制御スイッチQ15に直列接続され、制御スイッチQ15は電圧検出回路36の出力端に接続された制御入力端を具備する。よって、電圧 V_{in} が所定の基準電圧 V_{ref} より高い時、比較器OPは高電圧を出力して、出力端に接続されたスイッチQ17を切り換え、制御信号を出力して、インピーダンス調整回路34のスイッチQ15を切り替える。このような状態で、インピーダンス調整回路34の等価インピーダンスは、並列のキャパシタC97とC52の等価インピーダンスと等しく、図3で示されるような曲線Z2を生じる。逆に、電圧 V_{in} が所定の基準電圧 V_{ref} より小さい時、スイッチQ15は切り換わらない。イオンピーダンス調整回路34の等価インピーダンスは、キャパシタC97の等価インピーダンスと等しく、図3で示されるような曲線Z1を生じる。従って、周波数—インピーダンス曲線のスイッチは達成され、インバータの動作周波数は小さいバンド幅で変動する。

【0017】好ましくは、電圧検出回路36は、スイッチQ39と抵抗R22Kからなるヒステリシス回路を備え、制御スイッチQ15の切換えのしきい値を調整する。例えば、150Vacの本発明の電源の外部入力AC電圧で設計されたスイッチ電圧の場合、入力電圧が150Vac程度の小さい変化の時、スイッチQ15は誤動作を生じる。この問題は、ヒステリシス回路により解決され、電圧が上昇する時、ヒステリシス回路はしきい値を150～160Vacにシフトして、スイッチQ15は160Vac以上の電圧で切り替わる。また、電圧が下降する時、ヒステリシス回路はしきい値を150～140Vacにシフトして、スイッチQ15は140Vac以下の電圧で切り替わる。

【0018】以上の実施例において、図に示す具体例は説明のために用いたものであって、本発明を限定するものではない。例えば、図5に示されるように、インピーダンス調整回路34は直列接続の第1及び第2インダクタL61、L62でも良い。更に、図6で示されるように、直列接続は、トランスT3の一次側に並列に接続されたインダクタL7を用いることもでき、インダクタL

7はスイッチQ15に直列に接続される。更に、図7で示されるように、スイッチQ15はトランスT3の一次側に直接接続されて、スイッチQ15のオン／オフ状態に従って、トランスT3の一次側のコイル数を変化することにより、等価インピーダンスを変化させる。

【0019】図4の好適な実施例において、本発明によると、スイッチ33はハーフブリッジ構成に接続されるが、フルブリッジとプッシュプル構成も本発明に適用することができる。スイッチM1とM2はMOS—FETまたはその他のタイプのトランジスタを採用することもできる。駆動回路31と32は説明のために用いた実施例であり、実用的な要求に応じて、その他の設計を用いることができる。更に、インピーダンス調整回路34が、トランスT3の一次側に接続されているが、トランスT3の二次側に接続することもできる。つまり、図4で示されるように、インピーダンス調整回路34はキャパシタC35と接地の間に接続され、周波数—インピーダンス曲線スイッチ効果も達成することができる。

【0020】以上の実施例の説明では好適な実施例を開示したが、本発明はこれらの実施例に限定されるものではなく、当該技術を熟知する者なら誰でも、本発明の精神と領域を脱しない範囲内で各種の変更や潤色を加えることができ、従って本発明の権利範囲は、特許請求の範囲に記載した内容を基準とする。

【0021】

【発明の効果】本発明は以上のように構成したので、インピーダンス—周波数曲線をZ1～Z2に変換することができ、入力電圧が高いときの表皮効果の発生を効果的に減少させることができる。また、周波数の変化の幅が狭いことにより、ランプの寿命を引き伸ばし、さらに、スイッチのスイッチング周波数が低いので、回路全体の温度が下降し、電力消費を減少させて電力の利用効率を向上させることができる。さらに電源装置の体積を減少させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の電源装置を示すブロック図である。

【図2】図1の電源装置のインバータを示すブロック図である。

【図3】図2のインバータにおけるインピーダンス調整回路のインピーダンス—スイッチング特性を示す曲線図である。

【図4】図2のインバータの第1の具体例を示す回路図である。

【図5】図4のインバータにおけるインピーダンス調整回路の第2の具体例を示す回路図である。

【図6】図4のインバータにおけるインピーダンス調整回路の第3の具体例を示す回路図である。

【図7】図4のインバータにおけるインピーダンス調整回路の第4の具体例を示す回路図である。

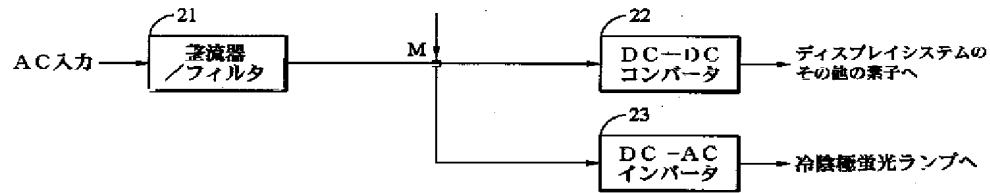
【図8】従来の電源装置を示すブロック図である。

【符号の説明】

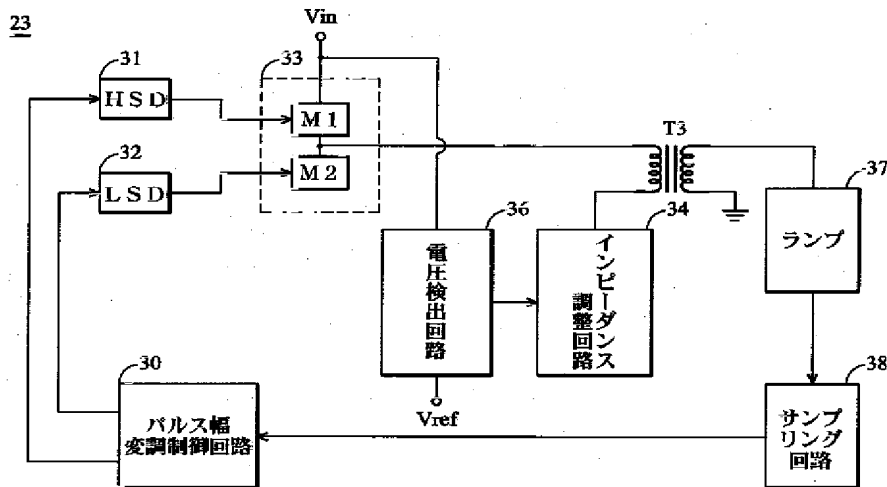
11、21…整流器／フィルタ、12、22…コンバータ、13、23…インバータ、14…バックレギュレータ、30…パルス幅変調制御回路、31…上方駆動回路、32…下方駆動回路、33…スイッチ、34…インピーダンス調整回路、36…電圧検出回路、37…ランプ、38…サンプリング回路。

路、32…下方駆動回路、33…スイッチ、34…インピーダンス調整回路、36…電圧検出回路、37…ランプ、38…サンプリング回路。

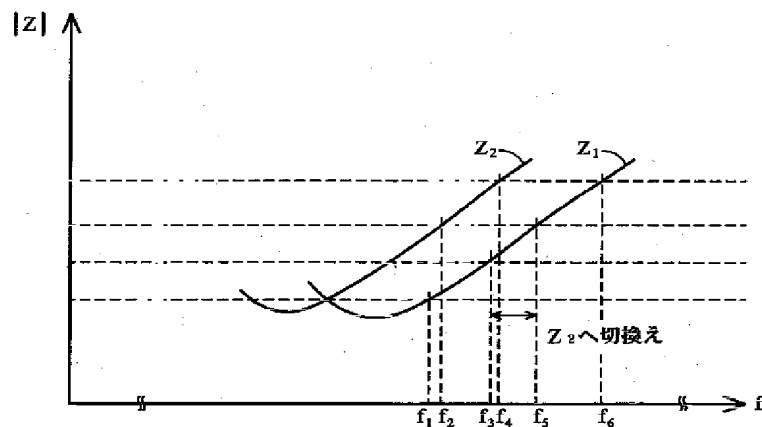
【図1】



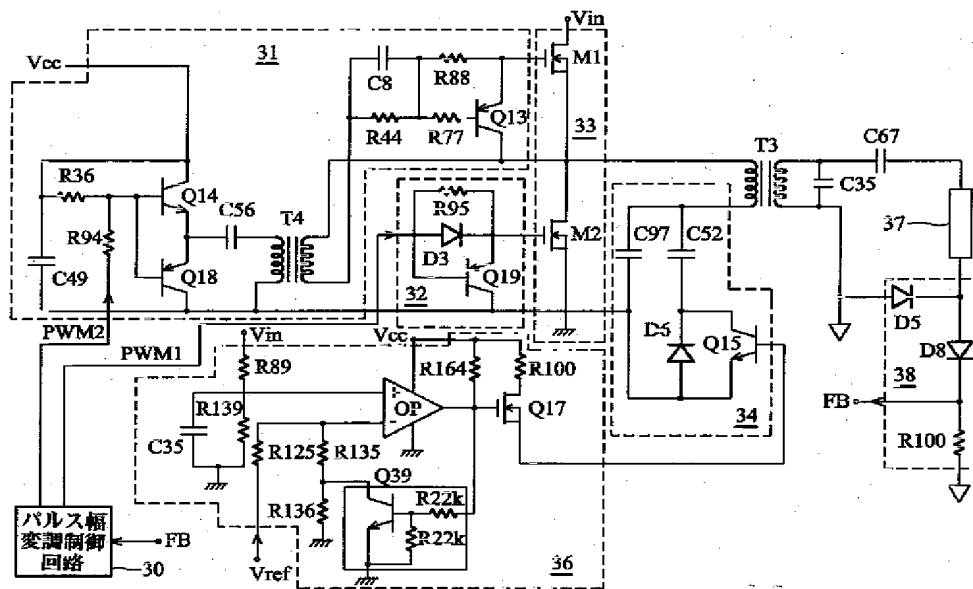
【図2】



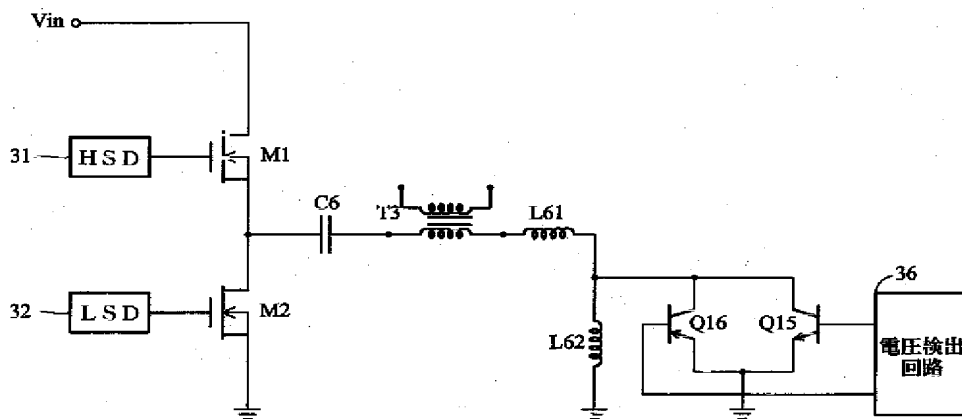
【図3】



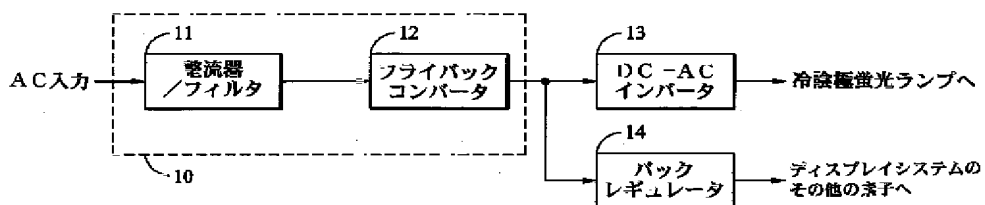
【図4】



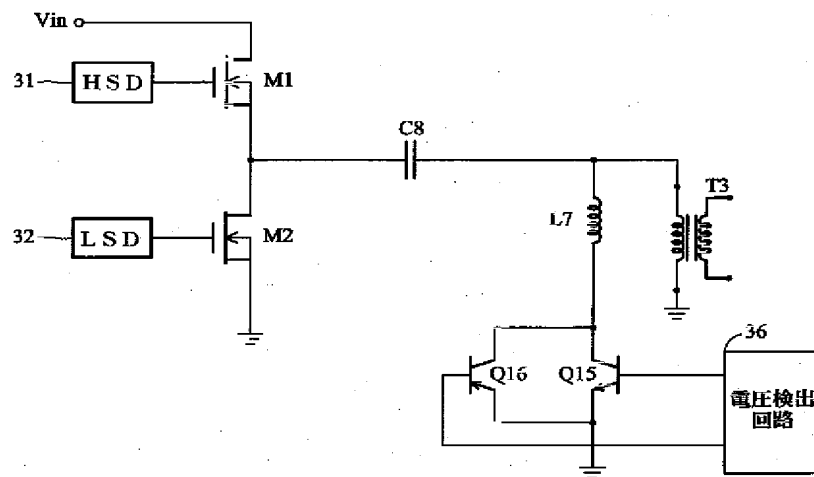
【図5】



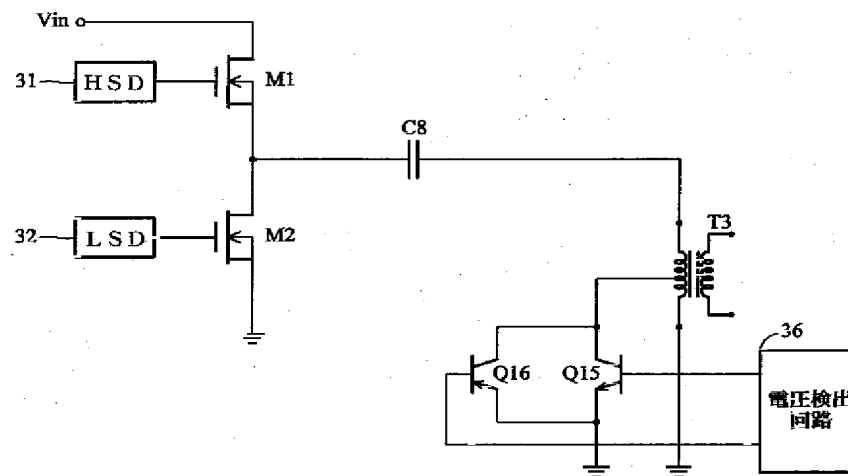
【図8】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 范姜 哲辰
台湾新竹市科学工業園区新安路5号5樓之
1 アンビット マイクロシステムズ コ
ーポレーション内

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB03 CA02 CB04 CB12
CB17 CC05 CC32 DA03 DA06
DC02 DC05 EA02 EA09 FA03
FA17 FA18 GA03
5H730 AA15 AA16 AS01 AS02 AS05
AS11 AS19 BB26 BB57 BB82
BB91 CC01 CC16 DD04 DD22
DD32 EE06 EE79 FD11 FD31
FF01 FG05 FG07